

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-084470

(43)Date of publication of application : 26.03.1996

(51)Int.Cl. H02M 3/338
H02M 3/28
H02M 7/10
H02M 7/48

(21)Application number : 06-240567

(71)Applicant : ORIGIN ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 08.09.1994

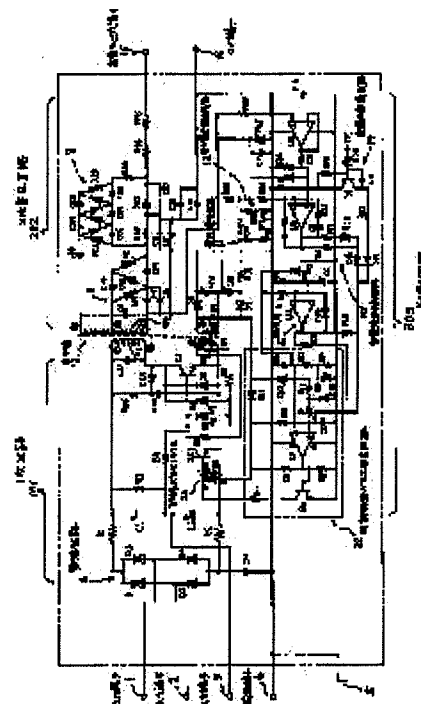
(72)Inventor : NAKAE KOICHI

(54) D.C. HIGH VOLTAGE GENERATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To eliminate malfunctions during transition from trigger region to constant current region, by supplying output from a constant-current control circuit and that from a constant-voltage control circuit to a synchronization control pulse generating circuit through an OR circuit.

CONSTITUTION: Supplied with a detection signal from a voltage detecting circuit 11, a constant-voltage control circuit 14 generates a control signal so as to make the high voltage for triggering almost constant. Supplied with a detection signal from an output current detecting circuit 12, a constant-current control circuit 10 generates a control signal so as to make the output current in steady operation constant. To set the output current to a specified value and stabilize it, a second transistor Q2 is turned on with a collector current I_c corresponding to a specified output voltage or output current before a transistor Q1 can turn off by itself. Then the base and emitter of the transistor Q1 are short-circuited, and the transistor Q1 is thereby turned off. In other words, the duration for which the transistor Q1 is on is controlled, and output voltage or output current is thereby controlled.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

14.06.2000

[Date of sending the examiner's decision of

rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3257908

[Date of registration] 07.12.2001

[Number of appeal against examiner's decision of
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-84470

(43) 公開日 平成8年(1996)3月26日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	片内整理番号	P I	技術表示箇所
H 0 2 M	3/338	A		
	3/28	F		
		K		
	7/10	Z	9472-5H	
	7/48	F	9181-5H	
審査請求 未請求 請求項の数6 F D (全 9 頁)				

(21) 出願番号 特願平6-240567

(22) 出願日 平成6年(1994)9月8日

(71) 出願人 000103976

オリジン電気株式会社

東京都豊島区高田1丁目18番1号

(72) 発明者 中江 孝一

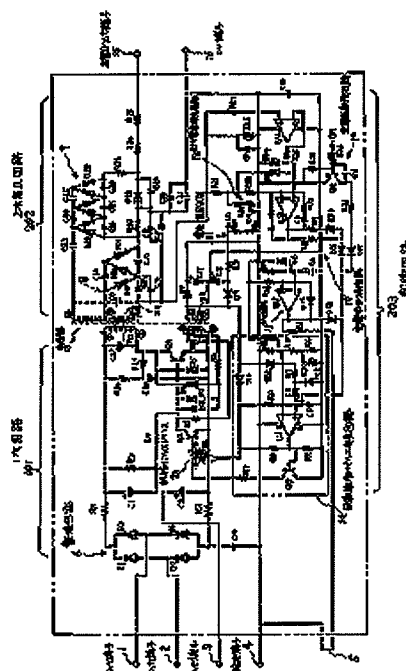
東京都豊島区高田1丁目18番1号 オリジ
ン電気株式会社内

(54) 【発明の名称】 直流高電圧発生装置

(57) 【要約】

【目的】ヘリウム・ネオンレーザー管等に使用する直流高電圧発生装置において、1次側インバータのゼロ電圧スイッチング動作を保ちつつ、諸特性の改良をする。改良箇所は ①トリガ領域から定電流領域への移行時のサグ改良 ②入力100/200V共用 ③インバータの起動を確実にする ④負荷管球の特性への適合対応⑤制御範囲の下限での安定 ⑥遅延安全回路の作用の選択

【構成】各改良項目毎に図1に示す各回路の構成がされている。例えばトリガ領域から定電流領域への移行時のサグの改良については、定電流制御回路10と定電圧制御回路14とを個別に設け、これらの制御信号出力をダイオードD16、D17 とによるオア回路を介して同期制御パルス発生回路22に供給する。起動時には定電流制御10が定常時よりやや大きめの電流を流すように動作させて、サグを防ぐ。



(2)

特開平8-84470

1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】商用交流を受けて整流する第1の整流回路と、スイッチング素子の主電流端子と、第1の巻線と第2の巻線と第3の巻線と第4の巻線を有する変圧器の第1巻線とをそれぞれ直列接続すると共に、前記変圧器の第4の巻線からは前記スイッチング素子の制御電極に正帰還回路を接続して自励インバータを構成し、前記変圧器の第2の巻線に第2の整流回路を接続して出力直流高電圧を得る直流高電圧発生装置において、前記スイッチング素子の制御電極には第2のスイッチング素子の出力端子を並列接続し、この第2のスイッチング素子の制御端子には絶縁パルストランスを介して同期制御パルス発生回路の出力信号を供給してなり、この同期制御パルス発生回路の構成については、前記変圧器の第3巻線より得る同期信号と、前記出力直流高電圧の電流検出回路とこの信号を受けて作動する定電圧制御回路とを個別に設けて、これらの2出力をオア回路を経て得られる信号とをコンパレータの非反転入力端子に接続し、このコンパレータの反転入力端子には一定電位を与えて、このコンパレータの出力端子から同期制御パルス信号を発生するよう構成されていることを特徴とする直流高電圧発生装置。

【請求項2】商用交流を受けて整流する第1の整流回路と、スイッチング素子の主電流端子と、第1の巻線と第2の巻線と第3の巻線と第4の巻線を有する変圧器の第1巻線とをそれぞれ直列接続すると共に、前記変圧器の第4の巻線からは前記スイッチング素子の制御電極に正帰還回路を接続して自励インバータを構成し、前記変圧器の第2の巻線に第2の整流回路を接続して出力直流高電圧を得る直流高電圧発生装置において、前記スイッチング素子の制御電極には第2のスイッチング素子の出力端子を並列接続し、この第2のスイッチング素子の制御端子には絶縁パルストランスを介して同期制御パルス発生回路の出力信号を供給してなり、この同期制御パルス発生回路の供給電源としては、前記変圧器の第3の巻線より半波整流し、平滑しない電源を使用し、この同期制御パルス発生回路の構成については、前記変圧器の第3巻線より得る同期信号と、出力制御信号とをコンパレータの非反転入力端子に接続し、このコンパレータの反転入力端子には一定電位を与えて、このコンパレータの出力端子から同期制御パルス信号を発生するよう構成されていることを特徴とする直流高電圧発生装置。

【請求項3】前記第1の整流回路の構成については、ダイオードブリッジを構成してその出力端子に対称型に互いに直列接続された2組の平滑コンデンサを接続し、この2組の平滑コンデンサの接続点を交流入力端子3とし、この直列コンデンサの接続点を同時に起動用抵抗接続点とし、100V入力時は倍電圧整流とし、200V入力時はブリッジ整流とすることを特徴とする請求項1または請

求項2記載の直流高電圧発生装置。

【請求項4】前記正帰還回路の構成については、前記変圧器の第4巻線に第1のタップを設けて、この第1のタップから抵抗器とダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング素子制御電極への接続すると共に、前記変圧器の第4巻線に第1のタップより巻数の多い第2のタップを設けて、この第2のタップから前記抵抗器の抵抗値より高い抵抗値の抵抗器を介して前記スイッチング素子の制御電極に接続してなることを特徴とする請求項1から請求項3までのいずれかに記載の直流高電圧発生装置。

【請求項5】前記第2の整流回路の構成については、前記変圧器の第2巻線に第1のタップを設けて、ここに第1の多段倍電圧整流回路を接続し、また変圧器の第2巻線に第1のタップより巻数の多い第2のタップを設けて、この第2のタップに第2の多段倍電圧整流回路を接続すると共に、第1の多段倍電圧整流回路の出力に重畳してなることを特徴とする請求項1から請求項4までのいずれかに記載の直流高電圧発生装置。

【請求項6】前記コンパレータの非反転入力端子にタイマ回路の出力を接続すると共に、このタイマ回路の電源供給線をループ状にして外部に引き出すことを特徴とする請求項1から請求項5までのいずれかに記載の直流高電圧発生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は直流高電圧発生装置、特に出力電圧2kV乃至20kV、出力電流5mA乃至20mA程度のレーザ管等に用いられる小型の直流高電圧発生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】ヘリウム・ネオン・レーザ管には直流電圧2kV乃至20kV、電流5mA乃至20mAの直流高電圧を必要とする。この場合入力電源としては商用電源の交流100Vが多く用いられる。従来この種の直流高電圧発生装置としては本件出願人と同一出願人により特公平6-52988号に提案されているものがある。

【0003】以下図4を参照してこの直流高電圧発生装置を説明する。商用交流を受けて整流する整流回路6

と、スイッチング素子Q1の主電流端子と、変圧器7の第1巻線n1とをそれぞれ直列接続すると共に、変圧器7の第4の巻線n4からはスイッチング素子Q1の制御電極に正帰還回路を接続して自励インバータを構成し、変圧器7の第2の巻線n2に整流回路9を接続して出力直流高電圧を得る直流高電圧発生装置を構成する。この直流高電圧発生装置において、スイッチング素子Q1の制御電極には第2のスイッチング素子Q2の出力端子を並列接続し、この第2のスイッチング素子Q2の制御端子には絶縁パルストランスZ1を介して同期制御パルス発生回路22の出力信号を供給する。この同期制御パルス発生回路22の構成に

(3)

特開平8-84470

3

については、コンデンサC5と、変圧器7の第3巻線n3に一端を接続する抵抗器とダイオードの直列回路と、この直列回路に並列接続されると共に逆極性のダイオードと抵抗器とツェナーダイオードとの第2の直列回路と、出力直流高電圧の設定信号とをコンパレータU1の非反転入力端子に接続し、このコンパレータU1の反転入力端子には一定電位を与えて、このコンパレータU1の出力端子から同期制御パルス信号を発生するよう構成されていることを特徴とする直流高電圧発生装置が提案されている。

【0004】この直流高電圧発生装置は、オン動作についてはいわゆる自励式インバータの形式で構成されているので、一次側のスイッチング素子は負荷条件、入力条件の変動にかかわらず必ずその端子電圧がゼロ付近でオンする。したがって、一次側のスイッチング素子には過大な無効電流は流れない。またオフ動作についてはいわゆる他励式インバータの作用をして、スイッチング素子が確実にオフするまでオフパルスが供給され、その制御範囲も広くとれる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところがこの直流高電圧発生装置において以下の問題点または要請がある。第1にトリガ領域から定電圧領域への移行時の不具合の問題がある。トリガ時は定電圧制御を行い、トリガ完了後は定電圧制御をしているのであるが、この移行時に保持電流以下になる場合がある。

【0006】第2に制御範囲の下の範囲での安定性を高める必要がある。制御範囲の下限では変圧器の発生電圧が出力に比例して低下してしまうため、同期制御パルスの制御が所期の動作から逸脱することがある。この問題を解決する必要がある。

【0007】第3に、商用交流入力電圧を100V系統と200V系統とを共用することが要請される。商用交流電源は我が国では100V系統が主であるが、外国では200V系統を主とする国が多くあり、同一の直流高電圧発生装置で共用できることが強く要請される。

【0008】第4に自励インバータであるため、起動については、スイッチング素子の電流増幅率のばらつきや環境の変化による温度特性の影響があり、最悪の条件下でも起動することが望まれる。

【0009】第5に負荷管球への適合性の問題がある。負荷管球にはトリガ電圧として、定常電圧より数倍高い電圧、例えば10kVを必要とする。そしてトリガが完了した後は定常電圧例えば2kVを必要とする。この両条件を満足する直流高電圧発生装置を、常に自由に提供できる設計条件を用意することが要請される。

【0010】第6に遅延安全回路を作用の有無について、この直流高電圧発生装置の完成後に外部から切り換えることが要請される。

【0011】

【課題を解決するための手段】第1の課題を解決するた

4

め、電流検出回路とこの信号を受けて作動する定電圧制御回路と、電圧検出回路とこの信号を受けて作動する定電圧制御回路とを個別に設けて、これらの2出力をオア回路をへて同期制御パルス発生回路に供給する。

【0012】第2の課題を解決するため、同期制御パルス発生回路の供給電圧としては、変圧器の巻線より半波整流し、平滑しない電圧を使用する。この手段により変圧器の巻線電圧の平均出力値が低下してきたときでも、同期制御パルス発生回路の供給電圧としては、瞬時値を利用しているため、安定した動作をさせることができる。

【0013】第3の課題を解決するために、第1の整流回路の構成については、ダイオードブリッジを構成してその出力端子に対称型に互いに直列接続された2組の平滑コンデンサを接続し、この2組の平滑コンデンサの接続点を交流入力端子3とし、この直列コンデンサの接続点を同時に起動用抵抗接続点とし、100V入力時は倍電圧整流とし、200V入力時はブリッジ整流とする。

【0014】第4の課題を解決するため、正帰還回路の構成については、変圧器の第4巻線に第1のタップを設けて、この第1のタップから抵抗器とダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング素子制御電極への接続すると共に、前記変圧器の第4巻線に第1のタップより巻数の多い第2のタップを設けて、この第2のタップから前記抵抗器の抵抗値より高い抵抗値の抵抗器を介して前記スイッチング素子の制御電極に接続してなる。

【0015】第5の課題を解決するため、第2の整流回路の構成については、変圧器の第2巻線に第1のタップを設けて、ここに第1の多段階電圧整流回路を接続し、また変圧器の第2巻線に第1のタップより巻数の多い第2のタップを設けて、この第2のタップに第2の多段階電圧整流回路を接続すると共に、第1の多段階電圧整流回路の出力に重畳してなる。

【0016】第6にタイマ回路を構成するコンパレータの出力側電源線をループ状にして、直流高電圧発生装置の外部に引き出す。したがって遅延安全回路の機能の有無について、この直流高電圧発生装置の完成後に外部から切り換えることができる。

【0017】

【実施例】図1は本発明の一実施例であって、まず概要を説明する。1、2、3は入力端子であり商用交流電源の100Vまたは200Vを受電する。6はこの商用交流を整流する整流回路である。7は変圧器であり、スイッチング素子であるトランジスタQ1を高周波でスイッチングすることによりこの変圧器7の2次巻線に高周波高電圧を発生させる。そして多段階電圧整流回路9は負荷管球の起動時にトリガ用高電圧を与えるための多段階電圧整流回路を構成している。また高電圧整流回路8は負荷管球の定常状態の電流を与えるためのものである。11は電圧検出回路であり、この検出信号を受けて定電圧制御回路14でト

(4)

特開平8-84470

5

リガ用高電圧をほぼ一定にするよう制御信号を発生する。また12は出力電流検出回路であり、この検出信号を受けて定電流制御回路10で定常時の出力電流を一定にするよう制御信号を発生する。これらの定電圧制御信号と定電流制御信号とを同期制御パルス発生回路22で制御パルスとなし、パルストランス21を介してトランジスタQ2のベースに印加する。トランジスタQ2がオンする時点でトランジスタQ1はオフする。なおタイマ回路13は、この直流高電圧発生装置の入力電圧が接続される時点から遅延所定時間後に動作を開始させる安全装置である。この直流高電圧発生装置は大別すると、整流回路6とスイッチング素子Q1と変圧器7の巻線n1,n3等からなる1次回路101と、変圧器7の巻線n2と高圧整流回路8と多段倍電圧整流回路9等からなる2次高圧回路202と、変圧器7の巻線n3から電力と信号とを受けて動作する同期制御パルス発生回路22と定電流制御回路10と定電圧制御回路14と電圧検出回路11と出力電流検出回路12とからなる制御回路303とから構成される。このように回路構成される直流高電圧発生装置の全体を合成樹脂で絶縁モールドして完成する。

【0018】次に各部の構成と機能を順に詳細に説明する。入力端子1と入力端子2には商用交流電圧200Vが接続されてダイオードD1~D4、抵抗器R1,R2、電解コンデンサC1,C2より構成される整流回路6で直流電圧約240Vに整流される。入力電圧が100Vの場合は入力端子1と入力端子3には商用交流電圧100Vが接続されて倍電圧整流されて電解コンデンサC1,C2の両端には直流電圧約240Vが現れる。このように100V系と200V系のいずれでも直流240Vが得られる。抵抗器R1,R2は入力電源接続時の突入電流を制限するためのものであり、低い抵抗値である。コンデンサC2のプラス端子に接続される抵抗器R4はトランジスタQ1のベースに起動用の微小電流を流すための抵抗器であり、その抵抗値は高い値が適している。この抵抗器R4と同じ抵抗値をもつ抵抗器R3をコンデンサC1に並列に接続して、これら二つのコンデンサC1,C2の端子電圧がほぼ等しくなるように調整をはかっている。

【0019】次に高周波を発生する部分について説明する。変圧器7の第1の巻線n1とスイッチング素子として作用するトランジスタQ1が直列接続されている。変圧器7の第4の巻線n4のタップ⑨は抵抗器R6とダイオードD7を介してトランジスタQ1のベース・エミッタ間に接続されている。トランジスタQ1のベースには抵抗器R4を介してベース電流Ibがわずかに流れる。このベース電流Ibに対応して直流電流増幅率hFEを乗じた値、コレクタ電流Icが流れる。変圧器7の第1の巻線n1と第4の巻線n4の相互極性は図示のとおりであり、コレクタ電流Icの増加分は第1の巻線n1の巻線間電圧の増加分となり、さらには抵抗器R6とダイオードD7を介してトランジスタQ1のベース電流Ibの増加分となる。このように正帰還作用により微小発振が生じ、これが増大してついにはトランジス

6

タQ1は飽和領域までオンする。トランジスタQ1のコレクタ電流Icが増大して、 $I_c > hFE \times I_b$ となると、トランジスタQ1は飽和状態を維持できなくなり、逆にコレクタ電流Icは減少しはじめ、減少方向への正帰還作用により急速にオフする。トランジスタQ1がオフすると変圧器7の第2の巻線n2のインダクタンスと浮遊容量Coおよび負荷条件等から形成される電気振動回路の固有周波で電圧が振動し、反転するとトランジスタQ1はまたオン状態に戻る。トランジスタQ1のベース駆動信号については、巻線n1と巻線n4との極性関係が・印が正になり始めたときから開始してオンするので、自動的にゼロ電圧スイッチング動作となる。

【0020】ここで変圧器7の第4の巻線n4のタップ⑨とトランジスタQ1のベース間に接続された抵抗器R5はインバータの起動時の利得を高めつつ、変圧器7の第4の巻線の逆方向電圧発生時の無効電力を制限するよう作用する。またコンデンサC3は前記微小発振の成長を容易にするためのものである。ダイオードD5はトランジスタQ1のコレクタ・エミッタ間逆方向保護用である。ダイオードD6は巻線n4よりトランジスタQ1のベース電流の過剰分をトランジスタQ1のコレクタ電流として放流させるためのものである。

【0021】トランジスタQ1のコレクタ付近に接続される抵抗器R36とコンデンサC29,C36とダイオードD29の回路は、トランジスタQ1の過電圧の保護用に設けられた回路である。

【0022】変圧器7の第2の巻線n2に発生した高周波高電圧は、まずタップ⑤と⑥との間に高圧整流回路8が接続される。高圧整流回路8はコンデンサC14,C15,C16、C17とダイオードD19,D20,D21とで構成される1段半の倍電圧整流回路で入力高周波電圧の約3倍の直流高電圧を発生する。この高圧整流回路8は負荷管球の定常電流を供給するための整流回路である。つぎにこの高圧整流回路8の出力端子であるダイオードD21のカソードと変圧器7のタップ③との間に多段倍電圧整流回路9を接続する。この多段倍電圧整流回路9はコンデンサC23~C28とダイオードD23~D28とから構成される3段の倍電圧整流回路であって、変圧器7のタップ⑤とタップ③との間の電圧の約6倍の直流高電圧を発生すると共に高圧整流回路8の発生電圧との和を出力する。この電圧は負荷管球のトリガ電圧として作用する。多段倍電圧整流回路9の中のコンデンサC23~C28の値は極めて微小容量であって電圧発生能力はあるが、負荷管球が一旦点灯後は多段倍電圧整流回路9としては電流供給能力はなく、主に高圧整流回路8からの電流が抵抗器R32とダイオードD22をバイパスして流れる。変圧器7の第2の巻線n2のタップ④と③の巻数と高圧整流回路8と多段倍電圧整流回路9の各段数については、負荷管球のトリガ電圧と定常電圧との比率に対応して選定することより効率的かつ経済的に設計することができる。なお抵抗器R34、

(5)

特開平8-84470

7

R35は瞬時的な電流制限用である。またコンデンサC18〜C22は平滑用である。

【0023】出力電圧、または出力電流を所定の値に設定安定化するには次のように動作する。まずトランジスタQ1が自己でオフする前に所定出力電圧または所定出力電流に対応するコレクタ電流Icの値で、第2のトランジスタQ2をオンさせ、トランジスタQ1のベース、エミッタ間を短絡することにより、トランジスタQ1をオフさせる。すなわちトランジスタQ1のオン時間巾を制御して出力電圧または出力電流を制御することになる。トランジスタQ2のベース電流は絶縁パルストランス21により与えられ、二次回路と一次回路商用電源線側とを絶縁している。

【0024】同期制御パルス発生回路22はコンデンサC5の端子電圧とツェナーダイオードDZ1の端子電圧とをコンパレータU1で比較して発生させる。コンパレータU1の動作電源は、変圧器7の第3巻線n3を整流して完全に平滑された直流電圧が供給される。一方コンパレータU1の出力電圧端子とトランジスタQ3への電源については完全な直流ではなく、変圧器7の第3巻線n3をダイオードD10で半波整流しただけの脈流電圧が供給される。この直流高電圧発生装置が出力を小さく絞ってくるとき、コンパレータU1の出力電圧端子とパルスが発生するトランジスタQ3への電源については、脈流の方が完全平滑と比較してよりパルス発生能力が安定して供給できる。

【0025】ここで定電流制御回路10と定電圧制御回路14の出力信号によるコンデンサC5への充電電流がない状態について説明する。図2(a)に示すようにコンデンサC5の端子電圧が抵抗器R5とダイオードD10を介して充電されて上昇し、ツェナーダイオードDZ1の端子電圧を越えた時刻t2において、図2(b)に示すようにコンパレータU1より同期制御パルスが発生する。この同期制御パルスはトランジスタQ3と絶縁パルストランス21を介してトランジスタQ2のベース・エミッタ間に送られ、図2(c)の時刻t2に示すようにトランジスタQ2のコレクタ・エミッタ間は短絡される。この直後、図2(e)の時刻t2に示すようにトランジスタQ1のコレクタ電流は急速にオフに向かい、時刻t3で完全にオフする。このときトランジスタQ1のコレクタ・エミッタ間電圧は図2(d)に示すように立ち上がる。このトランジスタQ1のコレクタ・エミッタ間電圧の波高値はトランジスタQ1のコレクタ電流の波高値に対応して増加あるいは減少する。変圧器7の第1の巻線n1の電圧は図2(f)に示すようにトランジスタQ1がオンしている時刻t1から時刻t2までの期間は正側にはば $E_{dc} = 240V$ 印加されているが、トランジスタQ1が時刻t3でオフすると負側にErまで振れる。このとき変圧器7の第3の巻線n3の電圧も負側に振れるため同期制御パルス発生回路22の中のコンデンサC5の端子電圧はダイオードD11とダイオードD12と抵抗器R11およびツェナーダイオードDZ2を介して放電され時刻t4でほぼ0になり、再

8

びトランジスタQ1がオンして変圧器7の各巻線電圧の極性が正になる時刻t5まで0Vを維持する。つまりトランジスタQ1は時刻t2からオフ開始して時刻t3で完全にオフするが、この時刻t3を過ぎるまでオフパルスは供給され、その後の時刻t4になってオフパルスは終了する。以上は定電流制御回路10と定電圧制御回路14の出力信号によるコンデンサC5への充電電流がない状態、すなわちトランジスタQ1のオン期間が図2(e)に示す1の最大出力状態について説明した。

【0026】次に出力電圧の制御動作について説明する。変圧器7の第3の巻線n3よりダイオードD8、D9とコンデンサC12、C13とにより整流して、この電圧を抵抗器R29、R30、R31により分圧する。この電圧検出回路11を介して出力電圧に比例する電圧を取り出し、これを定電圧制御回路14でツェナーダイオードZD5による基準電圧と比較し、その誤差電圧をトランジスタQ4で増幅して、同期制御パルス発生回路22の中のコンデンサC5の一端に送る。所定の出力電圧より高い場合は図2(a)の時刻t5以降に示すように、コンデンサC5の充電を早めトランジスタQ1の導通時間を短く(図2(e)の区間τ2)させる。また出力電圧が所定の電圧より低い場合は定電圧制御回路14は逆に作用して、同期制御パルス発生回路22のコンデンサC5の充電を遅くしてトランジスタQ1の導通時間を長くさせる。

【0027】また出力電流の制御動作について説明する。出力電流が流れる経路に挿入された抵抗器R24と可変抵抗器RV1とによる出力電流検出回路12を介して出力電流に比例する電圧を取り出す。この電流検出信号を定電流制御回路10でツェナーダイオードZD4による基準電圧と比較し、その誤差電圧を演算増幅器U3で増幅して、同期制御パルス発生回路22の中のコンデンサC5の一端に送り、上述の定電圧制御と同様に動作させる。

【0028】これらの出力電圧制御信号と出力電流制御信号とはそれぞれダイオードD17とD16とのオア回路を介して同期制御パルス発生回路のコンデンサC5に供給される。この二者の協働関係については、初め負荷管球がトリガされる前には出力電流は流れないので出力電圧制御信号が作動してほぼ設定された直流高電圧を発生する。ついで負荷管球のレーザー管が点灯すると電流が流れ始めて出力電流制御信号が作動する。レーザー管が一旦点灯した後は、保持電流またはそれ以上の電流を流しておく必要がある。ところが演算増幅器U3が定電流制御として作動当初で安定領域になるまでは、ときとして図3の破線に示すようにサグが生ずることがある。そのため図3の実線で示すようにややオーバーシュート気味の経路をたどることが安全である。それには演算増幅器U3の負帰還定数の抵抗器R20、R23とコンデンサC7との値の関係を選択することにより所期の特性を得ることができる。

【0029】タイマ回路13はコンパレータU2とダイオ

(6)

特開平8-84470

9

10

F013, D14, D15, コンデンサC6, 抵抗器R15, R16, R17で構成されている。このタイマ回路13の電源ラインと抵抗器R15とを結ぶ線は、遅延機能選択線5として直流高電圧発生装置の外部にループ状に引き出されている。この遅延機能選択線5を図1に示すように閉回路としておくとタイマ回路13は機能しており、開くとタイマ回路13の機能は停止する。このタイマ回路13の出力は同期制御パルス発生回路22のコンデンサC5に接続されており、入力端子1, 2間に入力電源が印加された後約3.5秒間はタイマ回路13は高電位側の出力であり、コンデンサC5の充電速度を早めてトランジスタQ1の導通時間を極めて短くさせる。このときコンデンサC5の放電経路、ダイオードD11, D12および抵抗器R11に直列接続されたツェナーダイオードDZ2は放電電圧の下限を設定するよう作動する。ツェナーダイオードDZ2の電圧を適当な値に選ぶことによりタイマ回路13と同期制御パルス発生回路22の連携を完全なものとする事ができる。

【0030】なおトランジスタQ1, Q2, Q3, Q4は例えばFETのような他のスイッチング素子でも同様の動作が可能である。

【0031】

【発明の効果】本発明は以上述べたように構成されているので一次側のスイッチング素子は負荷条件、入力条件およびインバータ動作周波数等の変動にかかわらず必ずその端子電圧がゼロ付近でオンする。またオフについても確実にオフするまでオフ条件が維持される。したがって一次側スイッチング素子には過大な無効電流は流れず、この特性は常に自動的に維持される。さらにインバータの起動がより確実になり、負荷管路への適合対応が容易になり、制御範囲の下限での安定性が向上し、トリガ領域から定電流領域への移行時の特性がより安定する効果も有する。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す回路図である。

【図2】図1に示す直流高電圧発生装置の各部の電圧、電流波形図である。

【図3】図1に示す直流高電圧発生装置の起動時の出力電流波形図である。

【図4】従来の直流高電圧発生装置の構成の一例である。

【符号の説明】

1, 2, 3…入力端子 4…接地端子 5…遅延機能選択線 6…整流回路

20

7…変圧器 8…高圧整流回路 9…多段倍電圧整流回路 10…定電流制御回路

11…電圧検出回路 12…出力電流検出回路 13…タイマ回路

14…定電圧制御回路 15…高電圧出力端子 16…0V端子 21…パルス変圧器 22…同期制御パルス発生回路

101…1次回路 202…2次高圧回路 30

3…制御回路

Q1, Q2, Q3, Q4…トランジスタ U1, U2…コンパレータ

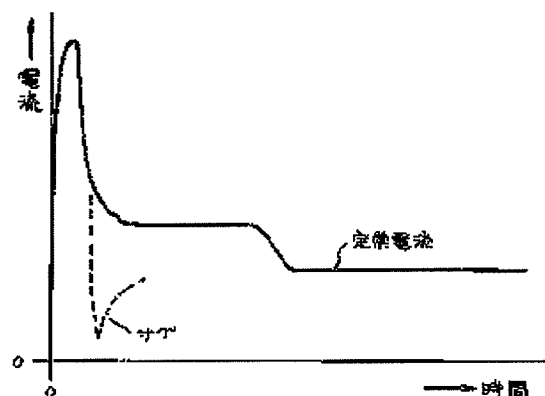
30

U3, U4…演算増幅器

C0…変圧器4の二次巻線の浮遊容量

*

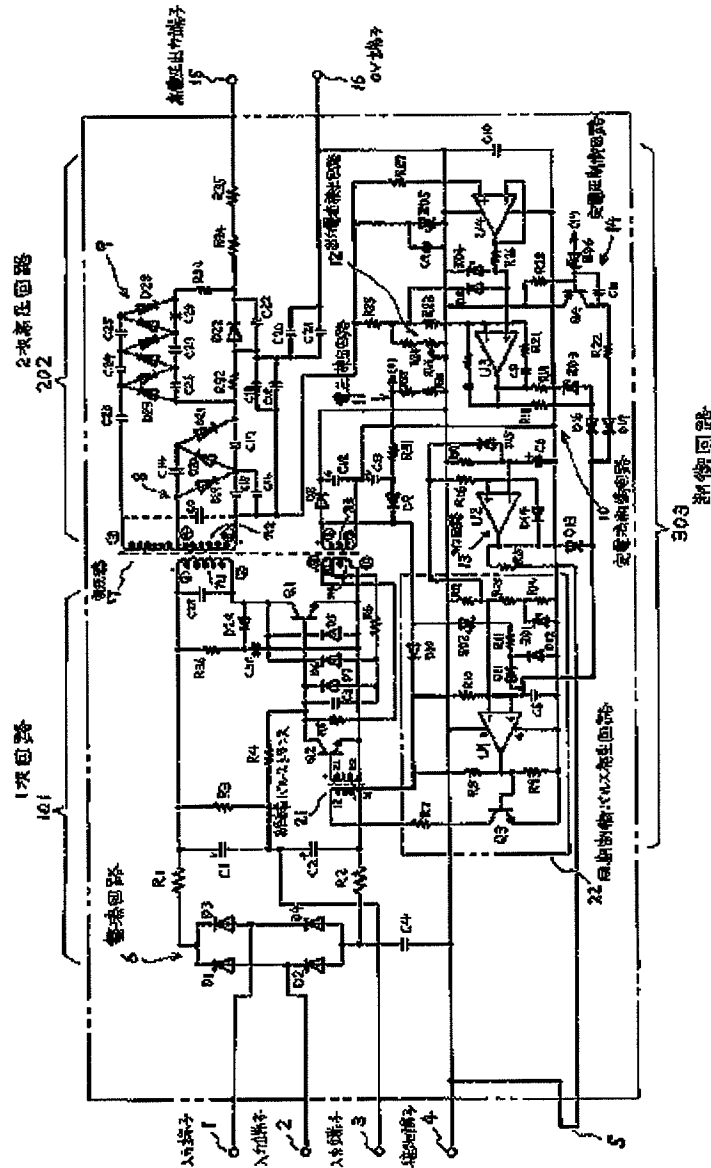
【図3】



特開平8-84470

(7)

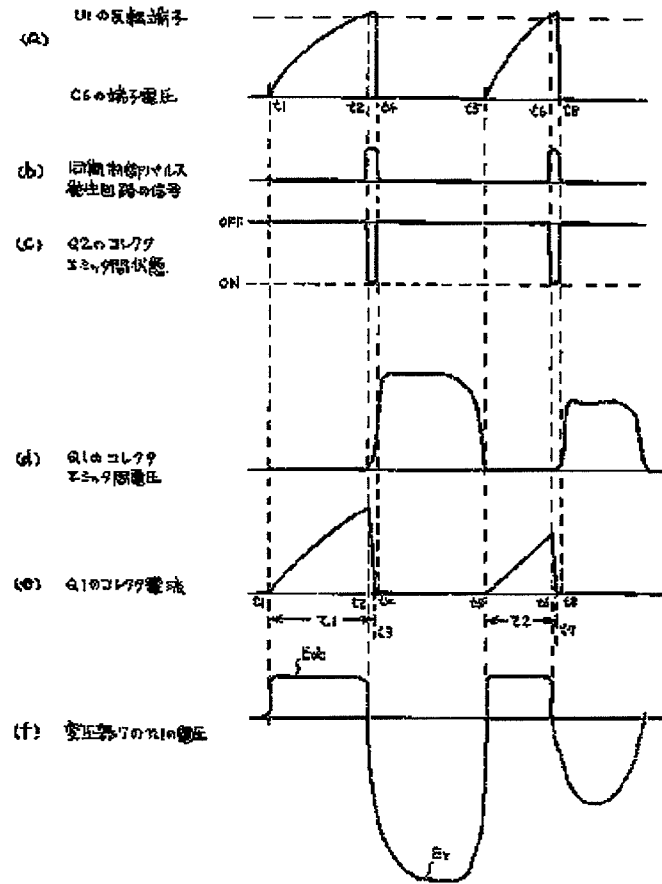
【図1】



(8)

特開平8-84470

【図2】



(9)

特開平8-84470

【圖4】

